



REC'D	16 NOV 2004
WIPO	PCT

FR 04/19104

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 12 AOUT 2004

DOCUMENT DE
PRIORITÉ
PRÉSENTÉ OU TRANSMIS
CONFORMÉMENT À LA RÈGLE
17.1. a) OU b)

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

Rest Available Copy



26 bis, rue de Saint Pétersbourg - 75800 Paris Cedex 08

Pour vous Informer : INPI DIRECT

☎ **08 25 83 85 87**

0,15 € TTC/mn

Télécopie : 33 (0)1 53 04 52 65

Réserve à l'INPI

REMISE DES PIÈCES

DATE

29 AOUT 2003

LIEU

75 INPI PARIS

N° D'ENREGISTREMENT

0310290

NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI

DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE

PAR L'INPI

29 AOUT 2003

Vos références pour ce dossier

(facultatif) **240774 D21452 JRC**

Ret de pos

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI



N° 11354*03

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE

page 1/2

BR1

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

08 540 2 W / 030103

1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE
À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE

Cabinet REGIMBEAU
20, rue de Chazelles
75847 PARIS CEDEX 17
FRANCE

Confirmation d'un dépôt par télécopie

☐ N° attribué par l'INPI à la télécopie

2 NATURE DE LA DEMANDE

Cochez l'une des 4 cases suivantes:

Demande de brevet

☒

Demande de certificat d'utilité

☐

Demande divisionnaire

☐

Demande de brevet initiale

N°

Date

ou demande de certificat d'utilité initiale

N°

Date

Transformation d'une demande de
brevet européen *Demande de brevet initiale*

☐

N°

Date

3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)

**PROCEDE ET DISPOSITIF D'EGALISATION ET DE DECODAGE ITERATIF POUR COMMUNICATIONS HAUT-DEBIT
SUR CANAUX A ANTENNES MULTIPLES EN EMISSION ET EN RECEPTION.**

4 DÉCLARATION DE PRIORITÉ
OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE
LA DATE DE DÉPÔT D'UNE
DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE

Pays ou organisation

Date

N°

Pays ou organisation

Date

N°

Pays ou organisation

Date

N°

☐ S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»

5 DEMANDEUR (Cochez l'une des 2 cases)

☒ Personne morale ☐ Personne physique

Nom
ou dénomination sociale

FRANCE TELECOM

Prénoms

Forme juridique

SOCIETE ANONYME

N° SIREN

380129866

Code APE-NAF

6301A

Domicile
ou
siège

Rue

6, place d'Alleray 75015 PARIS

Code postal et ville

75015 PARIS

Pays

FRANCE

Nationalité

Française

N° de téléphone (facultatif)

N° de télécopie (facultatif)

Adresse électronique (facultatif)

☐ S'il y a plus d'un demandeur, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»

Remplir impérativement la 2^{ème} page

BREVET D'INVENTION CERTIFICAT D'UTILITÉ

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE

page 2/2

BR2

REMISE DES PIÈCES DATE 29 AOUT 2003 LIEU 75 INPI PARIS N° D'ENREGISTREMENT 0310290 NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI		Réservé à l'INPI	DB 540 W / 030103
6 MANDATAIRE (s'il y a lieu) Nom 240774 JRC Prénom Cabinet ou Société Cabinet REGIMBEAU N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel Adresse Rue 20, rue de Chazelles Code postal et ville 75847 PARIS CEDEX 17 Pays			
N° de téléphone (facultatif) N° de télécopie (facultatif) Adresse électronique (facultatif)		01 44 29 35 00 01 44 29 35 99 info@regimbeau.fr	
7 INVENTEUR (S) Les demandeurs et les inventeurs sont les mêmes personnes		<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non : Dans ce cas remplir le formulaire de Désignation d'inventeur(s)	
8 RAPPORT DE RECHERCHE		Uniquement pour une demande de brevet (y compris division et transformation)	
Établissement immédiat ou établissement différé		<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance (en deux versements)		Uniquement pour les personnes physiques effectuant elles-mêmes leur propre dépôt <input type="checkbox"/> Oui <input type="checkbox"/> Non	
9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES		Uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention (joindre un avis de non-imposition) <input type="checkbox"/> Obtenue antérieurement à ce dépôt pour cette invention (joindre une copie de la décision d'admission à l'assistance gratuite ou indiquer sa référence): AG	
10 SÉQUENCES DE NUCLEOTIDES ET/OU D'ACIDES AMINÉS		<input type="checkbox"/> Cochez la case si la description contient une liste de séquences	
Le support électronique de données est joint La déclaration de conformité de la liste de séquences sur support papier avec le support électronique de données est jointe		<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes			
11 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI M. MARTIN	

PROCÉDE ET DISPOSITIF D'EGALISATION
ET DE DECODAGE ITERATIF
POUR COMMUNICATIONS HAUT-DEBIT
SUR CANAUX A ANTENNES MULTIPLES
EN EMISSION ET EN RECEPTION

La présente invention est relative au domaine des communications numériques.

Elle concerne plus particulièrement un procédé et un dispositif
10 d'égalisation et de décodage itératif pour communications haut-débit sur canaux à antennes multiples en émission et plus particulièrement sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et réception.

DOMAINE TECHNIQUE GENERAL

15 Avec le développement des technologies antennaires, les modèles de communications reposant sur le TDMA, le CDMA, l'OFDM et leurs éventuelles combinaisons sont systématiquement revisités et étendus au cas de canaux MIMO. Deux grandes classes de codage espace-temps sont envisagées, qui diffèrent dans leurs philosophies :

20 - Les transmissions en couches BLAST développées par les Bell Labs ont pour but d'utiliser le multiplexage spatial pour augmenter le débit transmissible sur le canal. Il existe deux manières de coupler codage correcteur d'erreurs de canal et BLAST, conduisant à deux modèles de codage espace-temps en couches distinctes. Dans le premier modèle (type ST BICM),
25 un codage unique liant les différentes couches est appliqué sur les données avant entrelacement spatio-temporel et démultiplexage spatial [1, LST-I, p. 1350]. Dans le second modèle (type MAC), les données sont démultiplexées spatialement puis codées en entrelacées indépendamment sur chaque couche [1, LST-II, p. 1350] ;

- Les schémas de diversité utilisent la diversité spatiale pour mieux combattre les effets des évanouissements du canal, et améliorer les performances. On distingue les STTC, qui amènent un gain de codage, et les STBC (et leurs généralisations OD, LDC...), qui n'amènent pas de gain de
5 codage et qui sont souvent couplés avec les meilleures modulations codées en treillis connues pour le canal gaussien.

De récentes contributions théoriques prouvent que les gains de multiplexage spatial et de diversité spatiale sont liés au travers d'une relation de compromis. Par exemple, les deux approches précitées ne permettent pas
10 d'augmenter la capacité dans les mêmes proportions pour un nombre arbitrairement élevé d'antennes d'émission M et d'antennes de réception N . On peut vérifier que les schémas de diversité à l'émission ne sont optimaux du point de vue de la théorie de l'information que dans la configuration MISO $\{M, N\} = \{2, 1\}$, ce qui remet sérieusement en cause leur pertinence pour les
15 communications haut-débit sur des canaux MIMO à grand nombre d'antennes.

Seule l'approche ST-BICM garantit une augmentation linéaire de la capacité avec $\min \{M, N\}$.

C'est la raison pour laquelle il convient de privilégier ce type d'émission et de concentrer les efforts sur la conception d'un récepteur adapté garantissant
20 une performance aussi proche que possible des limites fondamentales. A la différence des STBC, les ST-BICM n'assurent pas l'orthogonalité entre les flux de données émis par les différentes antennes.

Dans le contexte d'une transmission sur canal MIMO sélectif en fréquence, cette stratégie de codage appelle donc, en réception, une détection
25 conjointe des données pour supprimer à la fois l'interférence spatiale entre antennes (MAI) et l'interférence temporelle entre symboles (ISI).

La fonction de détection conjointe des données constitue le point délicat et complexe du récepteur, et ce d'autant plus que les ST-BICM nécessitent, par

essence, un traitement itératif entre détection et décodage de canal pour capturer toute la diversité spatiale.

PRESENTATION GENERALE DE L'ART ANTERIEUR

5 **Décodage itératif sur canaux MIMO non sélectifs en fréquence**

Le décodage itératif des ST-BICM sur canaux MIMO non sélectifs en fréquence constitue un cas particulier du problème à résoudre sous la double hypothèse d'une élimination parfaite de l'ISI et d'une récupération de toute l'énergie disponible sur chaque symbole.

10 Le problème se reformule alors en ces termes : « suppression de la MAI sur un canal MIMO plat en présence de bruit coloré spatialement ». Il nécessite le calcul des APP sur les bits des symboles des vecteurs transmis à chaque instant (statistique sur les données à transmettre au décodeur).

Deux méthodes ont été retenues dans la littérature :

15 - Calcul exact des APP basé sur une liste exhaustive (MAP). La complexité de cette méthode est prohibitive, puisque exponentielle en le nombre d'antennes émettrices M et polynomiale en l'ordre Q des constellations employées.

20 - Calcul approché des APP à partir d'une liste réduite de vecteurs candidats générée par un algorithme de décodage par sphère [2]. L'algorithme de décodage par sphère présente au moins deux avantages : il préserve le critère MAP et possède une complexité en $O(M^3)$, insensible à l'ordre Q des constellations employées. On précise que l'algorithme de décodage par sphère peut être vu comme une variante de l'algorithme de décodage séquentiel de
25 Fano.

- Calcul approché des APP à partir d'une liste réduite de vecteurs candidats générée par un algorithme séquentiel employant une pile (stack algorithm).

L'algorithme de décodage par sphère a été intensivement étudié pour les canaux MIMO non sélectifs en fréquence. Sa généralisation au cas des canaux MIMO sélectifs en fréquence est non triviale.

Une approche brutale serait de l'appliquer par blocs. Cette approche est
5 peu intéressante car elle augmente artificiellement la dimension de l'espace de recherche (et donc la complexité) et introduit un décodage redondant des symboles.

L'algorithme décrit dans [2] est dérivé pour des canaux MIMO non sélectifs en fréquence. Sa généralisation au cas des canaux MIMO sélectifs en
10 fréquence est un problème ouvert.

La performance de ces deux algorithmes est essentiellement déterminée par la qualité de la liste de candidats générée, préférentiellement de taille fixe. Il est primordial qu'elle comporte le meilleur candidat décodant un bit 1 et le meilleur candidat décodant un bit 0 à toute position.

15 Décodage itératif sur canaux MIMO sélectifs en fréquence

Plusieurs types de détecteurs insérés dans des structures itératives ont été proposés.

- Détecteur à entrées et sorties pondérées réalisant le critère du MAP basé sur l'algorithme BCJR. La complexité de ce récepteur, en $O(Q^{L \times M})$, est
20 clairement prohibitive pour des modulations d'ordre élevé et des canaux MIMO à grand nombre d'entrées et mémoire élevée.

- Détecteurs à entrées et sorties pondérées sous-optimaux basés sur des algorithmes de recherche efficaces dans des treillis fortement réduits en nombre d'états [3], et, le cas échéant, précédés de filtres à minimum de phase.
25 Cette approche est encore limitée par sa complexité, en $O(Q_r^{L \times M})$ où L_r représente la longueur de contrainte réduite. En particulier, l'emploi de constellations à grand nombre d'états est exclu.

- Détecteurs par suppression successive ou parallèle de l'interférence [1], utilisant des filtrages basés sur le critère MMSE (MMSE/SIC ou

MMSE/PIC). L'avantage principal de cette approche réside dans la faible complexité de mise en oeuvre. Toutefois, elle ne se révèle efficace que pour les canaux MIMO très peu sélectifs en fréquence et souffre de la mauvaise qualité de la première statistique pour les canaux MIMO fortement sélectifs en fréquence, entraînant un démarrage tardif de l'algorithme itératif (écart à la capacité ou à la probabilité de coupure) [1, Fig. 9].

D'autres types de détecteurs ont été étudiés isolément, i.e. en dehors d'un contexte de décodage itératif.

- Détecteur itératif par suppression d'interférence entre symboles appliqué en sortie d'un filtre adapté au canal de transmission (MF/IC) [4]. Cette approche, très simple, a été proposée dans un contexte SISO. Cependant, son efficacité est fortement corrélée aux caractéristiques de la réponse impulsionnelle du canal. Pour des canaux à longues réponses impulsionnelles et coefficients aléatoires, le détecteur MF/IC fournit des performances proches du détecteur optimal MLSE. Pour des canaux à courtes réponses impulsionnelles et/ou taps non nécessairement aléatoires, les courbes de performance saturent et présentent des paliers à des taux d'erreurs relativement élevés. Ce type de phénomène peut également survenir accidentellement pour des réponses impulsionnelles longues, mais avec une probabilité faible.

- Détecteur MIMO à retour de décisions dures utilisant un filtrage avant calculé à partir du critère MMSE (MIMO MMSE/DFE). Cette méthode constitue un bon compromis performance/complexité. Toutefois, l'emploi du DFE présente un sérieux désavantage : les décisions internes ne peuvent être utilisées que pour améliorer les décisions futures compte tenu de la manière séquentielle dont l'algorithme DFE traite les données reçues. Ainsi, seule l'ISI postcurseur peut être soustraite au signal utile. Même dans l'hypothèse optimiste d'une suppression parfaite de l'ISI postcurseur, la performance du DFE est limitée par l'ISI précurseur résiduel et l'augmentation du bruit.

PRESENTATION DE L'INVENTION

Un but de l'invention est de proposer un récepteur avancé pour les transmissions numériques haut-débit pour canaux sélectifs en fréquence à
5 antennes multiples en émission et réception, qui soit peu complexe - et notamment qui ne nécessite pas des puissances de calcul importantes - tout en permettant de traiter l'interférence spatiale entre antennes et l'interférence temporelle entre symboles.

A cet effet, l'invention propose un dispositif d'égalisation et de décodage
10 itératif pour communications haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, comportant un égaliseur à retour de décision qui reçoit les données des différentes antennes de réception, cet égaliseur comportant un filtre avant, ainsi qu'un filtre arrière
15 récursif alimenté par une reconstitution pondérée des données calculée à partir de la sortie d'un décodeur lui-même alimenté par des moyens de prise de décision, le dispositif comportant en outre des moyens pour soustraire la sortie dudit filtre arrière aux données en sortie du filtre avant, les données ainsi soustraites étant transmises en entrée des moyens de prise de décision avec la sortie du décodeur, les moyens de prise de décision générant en outre une
20 statistique transmise à destination d'un décodeur de canal à entrées et sorties pondérées, lesdits moyens de prise de décision prenant en compte la corrélation spatiale du bruit en sortie des moyens de soustraction, lesdits moyens de prise de décision et le décodeur étant séparés par des procédés d'entrelacement spatio-temporel au niveau binaire,
25 caractérisé en ce que le filtre avant et arrière sont adapté de façon itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne en sortie du soustracteur.

Un tel dispositif est avantageusement complété par les différentes caractéristiques prises seules ou selon toutes leurs combinaisons techniquement possibles :

- 5 - les moyens de décision en sortie des moyens de soustraction de l'égaliseur sont de type blanchiment spatial suivi d'un décodage par sphère ;
- les moyens de décision en sortie des moyens de soustraction de l'égaliseur sont de type SIC/PIC (suppression d'interférence spatiale résiduelle en sortie des moyens de soustraction de l'égaliseur, en série et/ou en parallèle)
- 10 - le blanchiment spatial est mis en œuvre en sortie des moyens de soustraction de l'égaliseur
- le blanchiment spatial est mis en œuvre par les moyens de prise de décision ;
- 15 - le blanchiment spatial est mis en œuvre par les filtres avant et arrière ;
- à partir d'une certaine itération, le filtre avant est un filtre adapté, le filtre arrière le même filtre adapté moins le coefficient central.

20 L'invention concerne également un système de communication haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, caractérisé en ce qu'il comporte en réception un dispositif d'égalisation et de décodage du type précité.

Avantageusement notamment, les moyens d'émission sont de type ST -
25 BICM.

En outre, l'invention propose un procédé d'égalisation et de décodage itératif pour communications haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, mettant en œuvre un égaliseur à retour de décision qui reçoit les données des différentes antennes de

réception, cet égaliseur comportant un filtre avant, ainsi qu'un filtre arrière récuratif alimenté par une reconstitution pondérée des données calculée à partir de la sortie d'un décodeur lui-même alimenté par des moyens de prise de décision, le dispositif comportant en outre des moyens pour soustraire la sortie
5 dudit filtre arrière aux données en sortie du filtre avant, les données ainsi soustraites étant transmises en entrée des moyens de prise de décision avec la sortie du décodeur, les moyens de prise de décision générant en outre une statistique transmise à destination d'un décodeur de canal à entrées et sorties pondérées, lesdits moyens de prise de décision prenant en compte la
10 corrélation spatiale du bruit en sortie des moyens de soustraction, lesdits moyens de prise de décision et le décodeur étant séparés par des procédés d'entrelacement spatio-temporel au niveau binaire,

caractérisé en ce que le filtre avant et arrière sont adaptés de façon itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne en sortie du
15 soustracteur.

PRESENTATION DES FIGURES

20 D'autres caractéristiques et avantages de l'invention ressortiront encore de la description qui suit, laquelle est purement illustrative et non limitative et doit être lue en regard des dessins annexés, sur lesquels :

- La Figure 1 illustre le concept de la technique VBLAST ;
- La Figure 2 illustre le modèle général de communication connu
25 sous le nom de ST-BICM ;
- La Figure 3 illustre l'architecture d'un récepteur itératif conforme à un mode de réalisation de l'invention ;

La Figure 4 illustre l'architecture d'un récepteur itératif qui peut être utilisé à partir par exemple de la deuxième itération ou des itérations suivantes.

5 DESCRIPTION D'UN OU PLUSIEURS MODES DE REALISATION DE L'INVENTION

Rappels sur la technique BLAST et le codage ST BICM

10

On a représenté sur la figure 1 le schéma général d'une architecture BLAST.

Les données codées dans un dispositif d'encodage vectoriel EV unique, sont transmises, après entrelacement spatio-temporel et démultiplexage spatial, sur une pluralité d'antennes d'émission TX ; à l'autre extrémité des canaux MIMO, les signaux émis sont reçus par une pluralité d'antennes de réception RX qui les renvoient sur des moyens de décodage DE (canaux MIMO) en sortie desquels on récupère les données.

Dans ce qui est décrit ci-après, on se place dans le cas de canaux MIMO sélectifs en fréquence. La présence d'interférences entre symboles augmente la complexité du récepteur.

La figure 2 illustre quant à elle le modèle général de communication connu sous le nom de ST BICM.

A l'émission, les données sont traitées par un code correcteur de canal 1 (codes convolutifs, turbo-codes, codes LDPC...), puis font l'objet d'un entrelacement appliqué au niveau binaire 2, d'un démultiplexage spatial 3, et, pour chaque couche, d'un procédé de modulation 4-1 à 4-M. Après un filtrage de mise en forme 5A à 5M, les données ainsi modulées sont transmises à des antennes émettrices 6-1 à 6-M.

Description des traitements d'émission et de réception

A l'émission, les données font l'objet d'un traitement ST-BICM.

A cet effet, on met en œuvre les étapes suivantes :

- 5 - Réception d'un flux de données numériques à un débit donné ;
- Application d'un codage correcteur de canal 1 générant un flux de données numériques codées ;
- Entrelacement des données numériques codées par un entrelaceur 2 opérant au niveau bit ;
- 10 - Démultiplexage spatial 3 du flux de données numériques codées entrelacées pour créer une pluralité de flux distincts de données numériques codées appelés couches émettrices (M flux distincts ou couches émettrices) ;
- Puis pour chacun des M flux distincts de données numériques codées :
 - Modulation du flux de données numériques codées entrelacées
 - 15 conformément à un schéma de modulation (4-1 à 4- M) pour obtenir flux de symboles modulés ;
 - Filtrage du flux modulé (5-1 à 5- M) ;
 - Transmission du flux modulé sur une antenne d'émission propre (6-1 à 6- M).

20 Le récepteur du système de transmission est illustré sur la Figure 3.

Il comprend un égaliseur à retour de décisions défini par un filtre avant 9, un soustracteur 10, un algorithme prise de décisions 11 et un filtre arrière récursif 12.

25 Le filtre arrière récursif 12 est alimenté par une reconstitution pondérée des données calculée à partir de la sortie d'un décodeur 13 lui-même alimenté par l'algorithme de prise de décision 11.

Le filtre avant 9 et le filtre arrière 12 sont déterminés de façon itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne (MSE) de l'égaliseur MIMO, c'est-à-dire pour minimiser l'erreur en sortie du soustracteur 10.

Ils utilisent à cet effet une estimation initiale 8 du canal MIMO.

Le traitement mis en œuvre est par exemple du type de celui détaillé en annexe II.

On notera que dans le cadre ce traitement, on travaille sur une estimation vectorielle de l'erreur résiduel et du bruit, les filtres avant et arrière étant calculés par blocs pour minimiser ce vecteur.

Ce traitement vectoriel permet un calcul simplifié.

Les moyens de prise de décisions 11 reçoivent en entrée les données en sortie du soustracteur 10, ainsi que la sortie la sortie du décodeur 13.

L'algorithme qu'ils mettent en œuvre peut être de différent type. Il peut notamment être de type SIC/PIC (suppression d'interférence spatiale résiduelle en sortie des moyens de soustraction de l'égaliseur, en série et/ou en parallèle) (Annexe III).

En variante, il peut être un algorithme de décodage par sphère.

Un tel algorithme possède une complexité en $O(M^3)$ – où M est le nombre d'antennes d'émission – indépendante de Q.

Ceci rend possible l'utilisation de modulations à grand nombre d'états en vue d'augmenter le débit.

La sortie des moyens 11 de prise de décision est transmise à un procédé de désentrelacement spatio-temporel 14, qui est mis en œuvre au niveau binaire et qui est interposé entre lesdits moyens de prise de décision 11 et le décodeur 13.

La sortie du décodeur 13 est une probabilité sur bits.

Cette probabilité est transmise d'une part en entrée de l'algorithme 11 de prise de décisions et d'autre part, après entrelacement spatio-temporel (procédé 15), à un traitement 16 de reconstitution pondérée des données.

Les données pondérées ainsi reconstituées sont celles qui sont transmises en entrée du filtre arrière 12.

La sortie du filtre arrière 12 correspond à une régénération pondérée des données.

Par ailleurs, on notera que l'erreur correspondant à l'interférence résiduelle et au bruit qui est injecté en entrée du soustracteur 10, est colorée à
5 la fois temporellement et spatialement.

Si la corrélation temporelle a peu d'impact sur les traitements de l'égaliseur, la corrélation spatiale joue un rôle essentiel.

C'est pourquoi, dans un mode de réalisation, on réalise un blanchissement spatial par factorisation de Cholesky.

10 Ce blanchiment spatial est avantageusement mise en œuvre en sortie du soustracteur 10.

Dans une variante en particulier, il peut être mise en œuvre par l'algorithme 11 de décodage par sphère lui-même.

15 Il peut également être mis en œuvre en étant intégré aux filtres avant et arrière 9 et 12.

Enfin, dans une variante de mise en œuvre possible, le filtre avant 9 est avantageusement remplacé par un filtre adapté à partir d'un certain nombre d'itérations données, par exemple à partir de la seconde itération.

Il en est de même du filtre arrière 12.

20 C'est ce qu'illustre la figure 4, sur laquelle le filtre avant 9 est un filtre adapté MF, tandis que le filtre arrière 12 est un filtre adapté sur lequel on a supprimé le pic correspondant au coefficient central.

ANNEXE I – Liste des acronymes

- TDMA** : Accès multiple à répartition dans le temps (Time Division Multiple Access)
- 5 **CDMA** : Accès multiple par répartition dans le code (Code Division Multiple Access)
- OFDM** : Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (Orthogonal Frequency Division Multiplex)
- MIMO** : Entrée multiple sortie multiple (Multiple Input Multiple Output)
- 10 **SISO** : Simple entrée simple sortie (Single Input Single Output)
- BLAST** : Couche spatio-temporelle des laboratoires Bell (Bell Labs Layered Space Time)
- ST-BICM** : Modulation codée spatio-temporelle avec entrelacement binaire (Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation)
- 15 **STTC** : Code treillis spatio-temporel (Space-Time Trellis Codes)
- STBC** : Code bloc spatio-temporel (Space-Time Block Codes)
- MAI** : Brouillage accès multiple (Multiple Access Interference)
- ISI** : Interférence inter symbole (Inter Symbol Interference)
- APP** : Probabilité A posteriori (A Posterior Probability)
- 20 **BCJR** : Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv (algorithme de) (Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv (algorithm of))
- MF** : Filtre adapté (Matched Filter)
- WMF** : Filtre adapté blanc (Whitening Matched Filter)
- MAP** : Maximum A posteriori (Maximum A Posteriori)
- 25 **MMSE** : Erreur quadratique moyenne minimum (Minimum Mean Square Error)
- IC** : Annulation d'interférence (Interference Cancellation)
- Soft-IC** : Annulation d'interférence souple (Soft-Interference Cancellation)
- SIC** : Annulation d'interférence série (Serial Interference Cancellation)
- PIC** : Annulation d'interférence parallèle (Parallel Interference Cancellation)



LDPC : Contrôle de parité de faible densité (Low Density Parity Check)

ANNEXE II

MODEL DE COMMUNICATION

- 5 On considère un canal P-bloc à entrées et sorties multiple à T antennes d'émission et R antennes de réception sélectif en fréquence de mémoire M (voir [2]).

A. Modulation codée d'entrelacement binaire spatio-temporel

10

- Soit C un code linéaire de longueur N_C et de rendement ρ_C sur F_2 admettant un vecteur de donnée $u \in F_2^{\rho_C N}$ et produisant un mot codé $c \in F_2^N$. Nous supposons que le rendement ρ_C inclue des bits de queue si des codes conventionnels sont employés. Le mot codé entre dans un entrelaceur binaire bien conçu Π , dont la matrice de sortie $A \in F_2^{Tq \times PL}$ est segmenté en P matrices $A^p \in F_2^{Tq \times PL}$, $p = 1, \dots, P$. Les colonnes de la matrice A^p sont des vecteurs $a^p[n] \in F_2^{Tq}$, $n = 1, \dots, L$, que l'on nomme « vecteur d'étiquette de symbole », contenant T sous vecteurs $a_t^p[n] \in F_2^q$, $t = 1, \dots, T$ (un par canal d'entrée), avec les composant binaires empilés $a_{\langle t,j \rangle}^p[n], \dots, a_{\langle t,j \rangle}^p[n]$, où $\langle t,j \rangle$ représente l'index $(t-1)q+j$. Dans chaque matrice A^p , tous les vecteurs $a^p[n]$ sont 15 modulés par un modulateur sans mémoire D-dimensionnel sur un ensemble de signal $A \subset C^D$ de cardinalité $|A| = 2^{qT}$ à travers le codage bit à symbole $\mu : \{0, 1\}^{qT} \rightarrow A$. Sans perte de généralité, nous supposons que A est un produit simple de T constellations complexes C de même ordre 2^q et que par 20 constellation, un codage de Gray est utilisé. Après transformation du signal, ce processus de modulation codée peut être aussi considéré comme un schéma de modulation codée spatio-temporelle où tous les symboles complexes de mot code $P \times L \times T$ sont divisés en P matrices $X_p \in C^{T \times L}$, $p = 1, \dots, P$, dont les 25

colonnes $\mathbf{x}^p[n] \in \mathbb{C}^T$, $n = 1, \dots, L$ sont nommées « vecteur de symbole de constellation ». Le « vecteur d'étiquette de symbole » $\mathbf{a}^p[n]$ peut être obtenu de $\mathbf{x}^p[n]$ par une simple inversion de codage bit à symbole μ^{-1} . En tombant dans la classe générale des codes spatio-temporels, on appelle cette architecture Modulation Codée Spatio-Temporelle avec Entrelacement Binaire (STBICM) [4]. D'après l'hypothèse de filtrage idéal de Nyquist en bande limitée, le rendement de transmission (en bits par canal utilisé) est :

$$\rho = qT\rho_c$$

Un schéma de principe relatif à ce modèle de communication est montré figure

1.

B. Canal MIMO

Soit $\mathbf{H}^p \in \mathbb{C}^{R \times T \times (M+1)}$ le canal MIMO pour le bloc p , où $p = 1, \dots, P$ et $\mathbf{H} = \{\mathbf{H}^p\}$ l'ensemble de tous les canaux. Soient également $\mathbf{X}^p \in \mathbb{C}^{T \times L}$ et $\mathbf{Y}^p \in \mathbb{C}^{R \times L}$ respectivement le « matrice de symbole de constellation » et la « matrice de sortie de canal ». La sortie vectorielle de canal en bande de base équivalente à temps discret $\mathbf{y}^p[n] \in \mathbb{C}^R$ au temps $n = 1, \dots, L$ peut être écrite comme :

$$\mathbf{y}^p[n] = [\mathbf{H}(z)] \mathbf{x}^p[n] + \mathbf{w}^p[n] = \sum_{k=0}^M \mathbf{H}^p[k] \mathbf{x}^p[n-k] + \mathbf{w}^p[n] \quad (2)$$

Où $\mathbf{x}^p[n] \in \mathbb{C}^T$ sont le « vecteur de symbole de constellation » transmis aux temps n , l'énergie de chaque composante étant égale à σ_x^2 . $\mathbf{H}^p[k] \in \mathbb{C}^{R \times T}$ est la matrice du nombre de taps k de la réponse impulsionnelle du canal, $\mathbf{w}^p[n] \in \mathbb{C}^R$ est le vecteur de bruit complexe additif. Les vecteurs de bruit complexe additif $\mathbf{w}^p[n]$ sont supposés de moyenne nulle, indépendant identiquement distribués, et Gaussien complexes à symétrie circulaire, et suivent donc le pdf $\mathcal{N}(0, \sigma^2 \mathbf{I})$. Le canal \mathbf{H}^p , constant pendant la durée du bloc correspondant, a une

réponse impulsionnelle finie (FIR) de longueur $M+1$, dont les taps de symbole d'espace $H^p[0], \dots, H^p[M]$ sont les matrices aléatoires complexes $R \times T$, de moyenne nulle et dont la puissance moyenne satisfait les contraintes de normalisation :

$$\mathbb{E} \left[\text{diag} \left\{ \sum_{k=0}^M H^p[k] H^p[k]^\dagger \right\} \right] = TI \quad (3)$$

5 dans le cas d'un système de puissance égale. L'opérateur « \dagger » correspond à l'opérateur de transposée conjuguée. La mémoire de canal égale pour tous les liens $R \times T$ possibles est une hypothèse raisonnable étant donné que le nombre de composant individuel multivoies est dicté de manière prédominante par de
10 larges structures et des objets réfléchissants.

Bloc itératif d'annulation d'interférence MIMO

A. Principe et ordonnancement

15

Le bloc itératif MIMO annulateur d'interférence traite chaque bloc de donnée reçus Y^p , $p = 1, \dots, P$, séparément, en utilisant l'information probabiliste aléatoire renvoyée par le décodeur de sortie. Tous les signaux et éléments décrits sont donc indexés par bloc. Nous supprimons quelque fois cette
20 dépendance pour simplifier les notations. Durant chaque itération l , un filtre avant linéaire F^l , appliqué à chaque symbole reçu de vecteur $y[n]$, produit le signal de vecteur $\tilde{y}^l[n]$. Puis une estimation construite de manière appropriée $e^l[n]$ du MAI et du ISI altérant $x[n]$ est soustraite du signal de vecteur $\tilde{y}^l[n]$ pour produire $z^l[n]$:

$$z^l[n] = \tilde{y}^l[n] - e^l[n] \quad (8)$$

25

L'estimation du vecteur $e^l[n]$ provient de la sortie du filtre arrière B^l excité par le vecteur $\tilde{x}^l[n]$ de tentative de décision souple sur le vecteur $x[n]$, étant donné la

connaissance préalable disponible (distribution de probabilité extrinsèque) à l'itération $l - 1$.

Nous arrivons maintenant au cœur du turbo-égaliseur MIMO, la dérivation des filtres à réponse impulsionnelle finie MIMO avant et arrière.

5

B. Calcul des filtres avant et arrière

Le calcul des filtres avant et arrière est inspiré de [7]. Mais le contexte a changé (contexte MIMO). Cela vaut la peine de préciser que le critère MMSE sur lequel est basé cette dérivation diffère légèrement de ceux suivis dans les approches concurrentes [14]. Nous commençons par quelques manipulations de base sur la sortie instantanée $\tilde{y}^l[n]$ du filtre avant F^l :

$$\tilde{y}^l[n] = \sum_{i=-L_{F_1}}^{L_{F_2}} F^l[i] y[n-i] \quad (22)$$

Puisque :

$$y[n] = \sum_{k=0}^M H[k] x[n-k] + w[n] \quad (23)$$

15

Chaque échantillon $\tilde{y}^l[n]$ peut être développé comme suit :

$$\tilde{y}^l[n] = \sum_{i=-L_{F_1}}^{L_{F_2}} \sum_{k=0}^M F^l[i] H[k] x[n-i-k] + \sum_{i=-L_{F_1}}^{L_{F_2}} F^l[i] w[n-i] \quad (24)$$

Une notation matricielle équivalente pour la convolution de deux filtre H_c et F^l est :

$$\tilde{y}^l[n] = F^l H_c x_c[n] + F^l w_c[n] \quad (25)$$

20

Où :

$$F^l = [F^l[-L_{F_1}] \cdots F^l[0] \cdots F^l[L_{F_2}]] \in \mathbb{C}^{T \times RL_F} \quad (26)$$

est le filtre avant d'ordre $L_F = L_{F_1} + L_{F_2} + 1$, où :

$$H_c = \begin{bmatrix} H[0] & H[1] & \dots & H[M] \\ & H[0] & H[1] & \dots & H[M] \\ & & H[0] & H[1] & \dots & H[M] \\ & & & \ddots & \ddots & \ddots \\ & & & & H[0] & H[1] & \dots & H[M] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{RL_F \times T(L_F+M)} \quad (27)$$

est la matrice de canal de bande-diagonale de Toeplitz et où :

$$x_c[n] = \begin{bmatrix} x[n + L_{F1}] \\ \vdots \\ x[n] \\ \vdots \\ x[n - L_{F2} - M] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{T(L_F+M)} \quad (28)$$

est le vecteur transmis.

- 5 En introduisant le filtre combiné :

$$G^t = F^t H_c = [G^t[-L_{G1}] \dots G^t[0] \dots G^t[L_{G2}]] \in \mathbb{C}^{T \times TL_G} \quad (30)$$

On obtient l'expression finale :

$$\bar{y}^t[n] = G^t x_c[n] + F^t w_c[n] \quad (31)$$

Avec $L_{G1} = L_{F1}$, $L_{G2} = L_{F2} + M$ et $L_G = L_F + M$.

10

Par analogie, on définit le filtre arrière comme suit :

$$B^t = [B^t[-L_{B1}] \dots 0 \dots B^t[L_{B2}]] \in \mathbb{C}^{T \times TL_B} \quad (32)$$

La sortie du correcteur de brouillage peut être écrite :

$$z^t[n] = \sum_k G^t[k] x[n-k] - \sum_k B^t[k] \bar{x}[n-k] + \sum_k F^t[k] w[n-k] \quad (33)$$

- 15 Le vecteur de bruit et de brouillage résiduel $v^t[n]$ (dénommé aussi vecteur d'erreur de l'égaliseur MIMO) est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned}
v^l[n] &= z^l[n] - G^l[0]x[n] \\
&= \sum_{k \neq 0} G^l[k]x[n-k] - \sum_k B^l[k]\bar{x}^l[n-k] + \sum_k F^l[k]w[n-k] \\
&= \sum_k \underline{G}^l[k]x[n-k] - \sum_k B^l[k]\bar{x}^l[n-k] + \sum_k F^l[k]w[n-k] \quad (34)
\end{aligned}$$

Où :

$$\underline{G}^l = [G^l[-L_{G_1}] \dots 0 \dots G^l[L_{G_2}]] \quad (35)$$

- 5 Les filtres F^l et B^l sont calculés par blocs pour minimiser l'erreur quadratique moyenne de l'égaliseur MIMO, sous la contrainte $G^l[0] = I$, un problème qui, dans le cas MIMO, peut être formulé de manière compact comme suit :

$$\begin{aligned}
\{F^l, B^l\} &= \arg \min_{\{F, B\}/G^l[0]=I} \text{tr} \mathbb{E} \left\{ v^l[n] v^l[n-k]^{\dagger} \right\} \\
&= \arg \min_{\{F, B\}/G^l[0]=I} \text{tr} \{K_v^l\}
\end{aligned}$$

- La minimisation MSE est exécutée en deux étapes successives et donne
10 finalement :

$$B^l = \underline{G}^l \quad (37)$$

$$F^l = \left(E_{\Delta} H_c^{\dagger} \Phi^{l-1} H_c E_{\Delta}^{\dagger} \right)^{-1} E_{\Delta} H_c^{\dagger} \Phi^{l-1} \quad (38)$$

Où :

$$E_{\Delta} = \underbrace{[\dots 0 \dots I \dots 0 \dots]}_{L_{G_1}} \in \mathbb{C}^{T \times TL_G} \quad (39)$$

et où :

$$\Phi^l = [(\sigma_x^2 - \sigma_{\bar{x}}^2) H_c H_c^{\dagger} + \sigma^2 I] \quad (40)$$

15

avec :

$$\sigma_x^2 \simeq \frac{1}{L,T} \sum_{n=1}^L \bar{x}^t[n]^\dagger \bar{x}^t[n] \quad (41)$$

Nous insistons sur le fait que le bruit plus le brouillage résiduel à la sortie du soustracteur est corrélé spatialement et temporellement. La corrélation temporelle n'a pas d'impact réel sur les traitements suivant, la corrélation spatiale joue un rôle ici essentiel. Le bruit blanc spatial peut être aisément obtenu par une simple factorisation de Cholesky de la matrice de corrélation K_v^l .

Proposition 2 : Puisque la matrice de corrélation K_v^l est définie positive, la factorisation de Cholesky est toujours applicable. Sachant cela :

$$K_v^l = LL^\dagger \quad (42)$$

10

Où L est une matrice triangulaire inférieure. Ensuite, en appliquant $F^l = L^{-1} F^l$ et $B^l = L^{-1} B^l$ comme filtre avant et filtre arrière (au lieu de F^l et B^l), la matrice de corrélation de brouillage plus bruit égale à la matrice identité.

Preuve : La preuve est immédiate.

$$\begin{aligned} K_v^l &= \left[(\sigma_x^2 - \sigma_{\bar{x}}^2) L^{-1} B^l B^{l\dagger} (L^{-1})^\dagger + \sigma^2 L^{-1} F^l F^{l\dagger} (L^{-1})^\dagger \right] \\ &= L^{-1} \left[(\sigma_x^2 - \sigma_{\bar{x}}^2) B^l B^{l\dagger} + \sigma^2 F^l F^{l\dagger} \right] (L^{-1})^\dagger = L^{-1} K_v^l (L^{-1})^\dagger = I \end{aligned} \quad (43)$$

15

Valide l'algorithme proposé par la simulation de la figure 3.

Dans la suite, nous considérons toujours la sortie de l'égaliseur avec blanchiment spatial de sorte que :

$$z^l[n] = G^l[0]x[n] + v^l[n]$$

20 Avec $K_v^l = I$ et $G^l[0] = L^{-1}$

Il est intéressant de remarquer que le critère MMSE correspond à une maximisation du SNR $\text{tr}\{G^l[0]^\dagger K_v^l G^l[0]\}$. Le SNR maximal donné pour le filtre adapté est atteint pour $\sigma_x^2 = \sigma_{\bar{x}}^2$.

C. Décodeur APP exhaustif

Nous définissons ici toutes les quantités probabilistes échangées au cours des
 5 itérations. La partie détection de l'égaliseur MIMO a pour but de fournir les
 informations extrinsèques sur les bits des symboles de la matrice A selon le
 nouveau modèle de communication (10) où $G^I [0]$ joue le rôle d'un canal plat
 MIMO équivalent $T \times T$ et $v^I [n]$ est l'interférence résiduelle plus bruit blanchi.
 Les rapports logarithmique APP sur tous les bits des symboles $a_{\langle i,j \rangle} [n]$ sont
 10 définis comme suit :

$$\lambda_{\langle i,j \rangle}^{I,d} [n] = \ln \frac{\Pr [a_{\langle i,j \rangle} [n] = 1 | z^I [n]]}{\Pr [a_{\langle i,j \rangle} [n] = 0 | z^I [n]]} \quad (11)$$

Par simple marginalisation, on obtient :

$$\lambda_{\langle i,j \rangle}^{I,d} [n] = \ln \frac{\sum_{a \in \Omega_{\langle i,j \rangle}^{(1)}} \Pr^I [x[n] = \mu(a) | z^I [n]]}{\sum_{a \in \Omega_{\langle i,j \rangle}^{(0)}} \Pr^I [x[n] = \mu(a) | z^I [n]]} \quad (12)$$

où :

$$\Omega_{\langle i,j \rangle}^{(\varepsilon)} = \left\{ a \in \mathbb{F}_2^{qT}, a_{\langle i,j \rangle} = \varepsilon \right\} \quad (13)$$

15

Les rapports logarithmiques APP peuvent être développés comme :

$$\lambda_{\langle i,j \rangle}^{I,d} [n] = \ln \frac{\sum_{a \in \Omega_{\langle i,j \rangle}^{(1)}} p(z^I [n] | x = \mu(a)) \Pr^I [a[n] = a]}{\sum_{a \in \Omega_{\langle i,j \rangle}^{(0)}} p(z^I [n] | x = \mu(a)) \Pr^I [a[n] = a]} \quad (14)$$

20 En supposant un entrelacement spatio-temporel parfait autorise de diffuser les
 probabilités précédemment jointes dans le produit de leur composant à chiffre
 marginal :

$$\lambda_{\langle i,j \rangle}^{l,d} [n] = \ln \frac{\sum_{a \in \Omega_{\langle i,j \rangle}^{(1)}} p(z^l [n] | x = \mu(a)) \prod_{\{t,j\}} \text{Pr}^l [a_{\langle t,j \rangle} [n] = a_{\langle t,j \rangle}]}{\sum_{a \in \Omega_{\langle i,j \rangle}^{(0)}} p(z^l [n] | x = \mu(a)) \prod_{\{t,j\}} \text{Pr}^l [a_{\langle t,j \rangle} [n] = a_{\langle t,j \rangle}]} \quad (15)$$

En supposant que $v^l [n]$ a été blanchi spatialement par un moyen quelconque (exemple factorisation de Cholesky), la métrique Euclidienne peut être utilisée dans l'évaluation de la probabilité :

$$p(z^l [n] | x) \propto \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|z^l [n] - G^l [0] x\|^2 \right\} \quad (16)$$

5

Dans le cas général, la matrice de corrélation K_v^l du vecteur de bruit doit être prise en compte dans l'évaluation de la probabilité :

$$p(z^l [n] | x) \propto \exp \left\{ - (z^l [n] - G^l [0] x)^T K_v^{l-1} (z^l [n] - G^l [0] x) \right\} \quad (17)$$

10

Comme il est établi dans le domaine des turbo-détecteurs, les taux de probabilité extrinsèque logarithmique sont déduit selon la formule :

$$\xi_{\langle i,j \rangle}^{l,d} [n] = \ln \frac{\sum_{a \in \Omega_{\langle i,j \rangle}^{(1)}} p(z^l [n] | x = \mu(a)) \prod_{\{u,j\} \neq \{i,j\}} \text{Pr}^l [a_{\langle u,j \rangle} [n] = a_{\langle u,j \rangle}]}{\sum_{a \in \Omega_{\langle i,j \rangle}^{(0)}} p(z^l [n] | x = \mu(a)) \prod_{\{u,j\} \neq \{i,j\}} \text{Pr}^l [a_{\langle u,j \rangle} [n] = a_{\langle u,j \rangle}]} \quad (18)$$

Tous les échantillons d'information extrinsèque logarithmique du détecteur MIMO sont collectés à partir de tous les blocs $p = 1, \dots, P$ et réarrangés, après le désentrelacement spatio-temporel Π^{-1} , en un vecteur d'observation simple $\xi^{l,c} \in \mathbb{R}^N$, sur la base duquel le décodeur de sortie fourni les rapports de probabilité extrinsèque logarithmique sur tous les bits de mots code :

15

$$\xi^{l,c} [n] = \ln \frac{\text{Pr} [c[n] = 1 | \mathcal{C}, \xi^{l,c} / \{\xi^{l,c} [n]\}]}{\text{Pr} [c[n] = 0 | \mathcal{C}, \xi^{l,c} / \{\xi^{l,c} [n]\}]} \quad (19)$$

Après le désentrelacement spatio-temporel Π , le vecteur $\xi^{l,c}$ est diffusé dans P matrices $\Pi^{l,p}$ de taux de probabilité précédente logarithmique, un pour chaque bloc de données A^p . Pour chaque bloc $p = 1, \dots, P$, les entrées de $\Pi^{l,p}$ sont données par :

20

$$\pi_{\langle i,j \rangle}^l [n] = \ln \frac{\Pr^l [a_{\langle i,j \rangle} [n] = 1]}{\Pr^l [a_{\langle i,j \rangle} [n] = 0]} \quad (20)$$

Ceci permet de réécrire le vecteur $\mathbf{x}^l [n]$ de prise de décision soft comme :

$$\mathbf{x}^l [n] = \frac{1}{2} \sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{C}^T} \mathbf{x} \prod_{\{i,j\}} \left\{ 1 + \left(2\mu_{\langle i,j \rangle}^{-1}(\mathbf{x}) - 1 \right) \tanh \left(\frac{\pi_{\langle i,j \rangle}^l [n]}{2} \right) \right\} \quad (21)$$

5 D. Détection MIMO quasi-optimal par l'intermédiaire du décodeur à sphère à liste modifiée

La détection MIMO optimal ne peut pas être retenue pour un scénario de communication haut débit. En effet, l'énumération de point des sous-ensembles entiers de constellation $\Omega^{<0>}_{\langle i,j \rangle}$ et $\Omega^{<1>}_{\langle i,j \rangle}$, dont la cardinalité varie dans $O(2^{qT})$, peut rapidement devenir accablante pour des modulations d'ordre supérieur et/ou un grand nombre d'antennes de transmission. Une analyse soigneuse des valeurs de probabilité indique qu'un grand nombre d'entre elles sont négligeables. Par conséquent, comme contribution significative de cet article, nous suggérons de remplacer l'énumération approfondie de point par une énumération de point des sous-ensemble $L^{<0>}_{\langle i,j \rangle}$ et $L^{<1>}_{\langle i,j \rangle}$ de taille fortement réduite, sous ensemble aussi appelés liste, qui contiennent uniquement les probabilités non négligeables. Les rapports de probabilité extrinsèque logarithmique deviennent alors :

$$\xi_{\langle i,j \rangle}^{l,a} [n] = \ln \frac{\sum_{\mathbf{a} \in \Omega_{\langle i,j \rangle}^{(1)}} p(\mathbf{z}^l [n] | \mathbf{x} = \mu(\mathbf{a})) \prod_{\{u,v\} \neq \{i,j\}} \Pr^l [a_{\langle u,v \rangle} [n] = a_{\langle u,v \rangle}]}{\sum_{\mathbf{a} \in \Omega_{\langle i,j \rangle}^{(0)}} p(\mathbf{z}^l [n] | \mathbf{x} = \mu(\mathbf{a})) \prod_{\{u,v\} \neq \{i,j\}} \Pr^l [a_{\langle u,v \rangle} [n] = a_{\langle u,v \rangle}]} \quad (18)$$

20

En termes géométriques, contiennent des points du treillis dans une sphère de rayon r centrée sur un point bien choisi (par exemple le point ML sans contrainte ou le point ML lui-même). Des versions modifiées de décodeur à sphère ont été employées avec un certain succès pour exhiber ces listes [15].

25

Le choix du rayon de sphère r pilote la qualité et la complexité du détecteur MIMO correspondant.

E. Algorithme de détection PIC

5

Le décodeur à sphère peut également être considéré comme trop complexe. Une manière possible d'alléger encore la complexité du détecteur est de générer l'APP log indépendamment par dimension. La variable de décision pour le composant x est, à l'itération l :

$$r_t^l[n] = \left(\mathbf{g}_t^H \mathbf{g}_t \right)^{-1} \mathbf{g}_t^H \left(\mathbf{z}^l[n] - \sum_{k \neq t} \mathbf{g}_k \bar{x}_k \right)$$

10

Où \mathbf{g}_k est la colonne k de la matrice $\mathbf{G}[0]$. Les rapports APP log $\xi_{\langle t,j \rangle}^l[n]$, $j=1, \dots, q$ sont alors calculés en supposant que $r_t^l[n]$ est une variable gaussienne de moyenne x_t , et de variance estimée :

$$\hat{\sigma}_{t,l}^2 = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \left| r_t^l[n] \right|^2 - \sigma_x^2$$

15 Le premier détecteur d'itération peut être amélioré en utilisant une technique SIC de la façon suivante :

- Initialisation

Classifier les composants par ordre décroissant en fonction de leur rapport signal sur parasite (SIR), par exemple :

$$SIR(x_1) > SIR(x_2) > \dots > SIR(x_T)$$

20

avec

$$SIR(x_i) = \frac{\mathbf{g}_i^\dagger \mathbf{g}_i}{\sum_{k \neq i} \mathbf{g}_k^\dagger \mathbf{g}_k + \sigma^2}$$

Récurtivité

Pour $t=1$ à T

Calcul de

$$r_t^1[n] = \left(\mathbf{g}_t^\dagger \mathbf{g}_t \right)^{-1} \mathbf{g}_t^\dagger (z^1[n] - \sum_{k < t} \mathbf{g}_k \tilde{x}_k[n])$$

5

Calcul du rapport APP $\log \xi_{<t,j>}^l[n]$, $j=1, \dots, q$ en supposant que $r_t^l[n]$ est une variable gaussienne de moyenne x_t , et de variance estimée :

$$\hat{\sigma}_{t,l}^2 = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L |r_t^l[n]|^2 - \sigma_x^2$$

Calcul l'estimation MMSE de x^l connaissant $r_t^l[n]$:

$$\tilde{x}_t[n] = E \{ x_t[n] | r_t^1[n] \}$$

10

Fin pour

Annexe III - Bibliographie

REFERENCES

- 5 [1] L. Ozarow, S. Shamai (Shitz), A. Wyner, "Information Theoretic Considerations for Cellular Mobile Radio," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. VT-43, no. 2, pp. 359-378, May 1994.
- [2] E. Biglieri, J. Proakis, S. Shamai (Shitz), "Fading Channels: Information-Theoretic and Communications Aspects," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-44, no. 6, pp. 2619-2692, Oct. 1998.
- 10 [3] R. Knopp, "Coding and Multiple Access over Fading Channels," Doctoral Dissertation, EPFL, 1997.
- [4] A. Tonello, "Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation with an Iterative Decoding Strategy," *IEEE VTC'2000 Fall*, Boston, Massachusetts, USA, pp. 473-478, Sept. 2000.
- 15 [5] A. Glavieux, C. Laot, J. Labat, "Turbo-Equalization over a Frequency Selective Channel", *International Symposium on Turbo-Codes*, Brest, France, Sept. 1997.
- [6] E. Hardouin, C. Laot, "Improved Bit-Error Probability Estimation for DS(CDMA Downlink Equalizer-Based Receivers with Small Spreading Factor," *Int. Conf. on Telecommun.*, Feb. 2003.
- 20 [7] E. Hardouin, C. Laot, "Iterative Channel Equalization for Multicode DS-CDMA Downlink," *IEEE VTC'03 Spring*, Korea, Apr. 2003.
- [8] G. W. Wornell, M.D. Trott, "Efficient Signal Processing Techniques for Exploiting Transmit Antenna Diversity on Fading Channels," *IEEE Trans. Signal Processing* vol. SP-45, pp. 191-205, Jan. 1997.
- 25 [9] S. Beheshti, S.H. Isabelle, G.W. Wornell, "Joint Intersymbol and Multiple-Access Interference Suppression Algorithms for CDMA Systems," *Euro. Trans. Telecommun. Related Technol.*, vol. 9, pp. 403-418, Sept./Oct. 1998.
- 30 [10] A.M. Chan, G.W. Wornell, "A Class of Block-Iterative Equalizers for Intersymbol Interference Channels: Fixed Channel Results," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-49, no. 11, pp. 1966-1976, Nov. 2001.
- [11] A.M. Chan, G.W. Wornell, "A New Class of Efficient Block-Iterative Interference Cancellation Techniques for Digital Communication Receivers," *J. VLSI Signal Processing*, vol. 30, pp. 197-215, 2002.
- 35 [12] X. Wang, H.V. Poor, "Iterative (Turbo) Soft-Interference Cancellation and Decoding for Coded CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-47, no. 7, pp. 1046-1061, July 1999.
- 40 [13] M. Tüchler, A.C. Singer, R. Koetter, "Minimum Mean Square Error Equalization Using A Priori Information," *IEEE Signal Processing*, vol. SP-50, no. 3, pp. 673-683, Mar. 2002.
- [14] M. Tüchler, R. Koetter, A.C. Singer, "Turbo Equalization: Principles and New Results," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-50, no. 5, pp. 754-767, May 2002.
- 45 [15] B. M. Hochwald, S. Ten Brink, "Achieving Near-Capacity on a Multiple-Antenna Channel," *IEEE Trans. Commun.*, ???, May 2003.
- [16] W.H. Gerstacker, R.R. Müller, J.B. Huber, "Iterative Equalization with Adaptive Soft Feedback," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-48, no. 9, pp. 1462-1466, Sept. 2000.
- 50 [17] H. Oomori, T. Asai, T. Matsumoto, "A Matched-Filter Approximation for SC/MMSE Turbo-Equalizers," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 7, pp. 310-312, July 2001.

REVENDICATIONS

1. Dispositif d'égalisation et de décodage itératif pour communications haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission
5 et en réception, comportant un égaliseur à retour de décision qui reçoit les données des différentes antennes de réception, cet égaliseur comportant un filtre avant (9), ainsi qu'un filtre arrière (12) récursif alimenté par une reconstitution pondérée des données calculée à partir de la sortie d'un
10 décodeur (13) lui-même alimenté par des moyens de prise de décision (11), le dispositif comportant en outre des moyens pour soustraire (10) la sortie dudit filtre arrière (12) aux données en sortie du filtre avant (9), les données ainsi soustraites étant transmises en entrée des moyens de prise de décision (11) avec la sortie du décodeur (13), les moyens de prise de
15 décision (11) générant en outre une statistique transmise à destination d'un décodeur de canal à entrées et sorties pondérées, lesdits moyens de prise de décision (11) prenant en compte la corrélation spatiale du bruit en sortie des moyens de soustraction (10), lesdits moyens de prise de décision (11) et le décodeur (13) étant séparés par des procédés d'entrelacement spatio-temporel au niveau binaire,
20 caractérisé en ce que les filtres avant (9) et arrière (12) sont adaptés de façon itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne en sortie du soustracteur (10).
2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens de
25 décision (11) en sortie des moyens de soustraction (10) de l'égaliseur sont de type blanchiment spatial suivi d'un décodage par sphère ;
3. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens de décision (11) en sortie des moyens de soustraction (10) de l'égaliseur sont de type à suppression d'interférence spatiale résiduelle en sortie des

moyens de soustraction (10) de l'égaliseur, en série et/ou en parallèle(SIC/PIC)

4. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que le blanchiment spatial est mis en œuvre en sortie des moyens de soustraction (10) de l'égaliseur
5. Dispositif selon la revendication 4, caractérisé en ce que le blanchiment spatial est mis en œuvre par les moyens de prise de décision (11).
6. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que le blanchiment spatial est mis en œuvre par les filtres avant (9) et arrière (12);
- 10 7. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que à partir d'une certaine itération, le filtre avant (9) est un filtre adapté, le filtre arrière (12) le même filtre adapté moins le coefficient central.
8. Système de communication haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, caractérisé en ce qu'il
- 15 comporte en réception un dispositif d'égalisation et de décodage selon l'une des revendications précédentes.
9. Système selon la revendication 7, caractérisé en ce que les moyens d'émission sont de type ST -BICM.
10. Procédé d'égalisation et de décodage itératif pour communications haut-
- 20 débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, mettant en œuvre un égaliseur à retour de décision qui reçoit les données des différentes antennes de réception, cet égaliseur comportant un filtre avant (9), ainsi qu'un filtre arrière (12) récursif alimenté par une reconstitution pondérée des données calculée à partir de la sortie
- 25 d'un décodeur (13) lui-même alimenté par des moyens de prise de décision (11), le dispositif comportant en outre des moyens (10) pour soustraire la sortie dudit filtre arrière (12) aux données en sortie du filtre avant (9), les données ainsi soustraites étant transmises en entrée des moyens de prise de décision (11) avec la sortie du décodeur (13), les

moyens de prise de décision (11) générant en outre une statistique transmise à destination d'un décodeur de canal à entrées et sorties pondérées, lesdits moyens de prise de décision (11) prenant en compte la corrélation spatiale du bruit en sortie des moyens de soustraction (10),
5 lesdits moyens de prise de décision (11) et le décodeur (13) étant séparés par des procédés d'entrelacement spatio-temporel au niveau binaire,

caractérisé en ce que le filtre avant (9) et arrière (12) sont adaptés de façon itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne en sortie du soustracteur (10).

10 11. Procédé selon la revendication 10, caractérisé en ce que le filtrage récursif de l'égalisation à retour de décisions est également adapté de façon itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne en entrée de l'égaliseur.

12. Procédé selon l'une des revendications 9 ou 10, caractérisé en ce que l'on
15 met en œuvre un blanchiment spatial sur les données soustraites

13. Procédé selon l'une des revendications 9 à 11, caractérisé en ce que l'algorithme de prise de décision (11) est de type décodeur par sphère.

14. Procédé selon les revendications 11 et 12 prises en combinaison, caractérisé en ce que le blanchiment spatial est mis en œuvre par
20 l'algorithme de prise de décision (11).

15. Procédé selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'à partir d'une certaine itération, le filtre avant (9) est un filtre adapté.

1/2

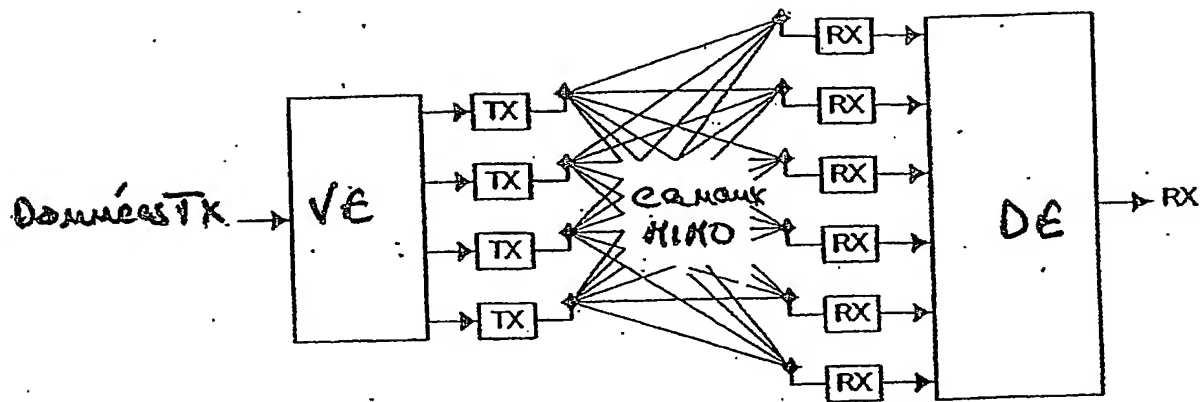


Fig. 1.

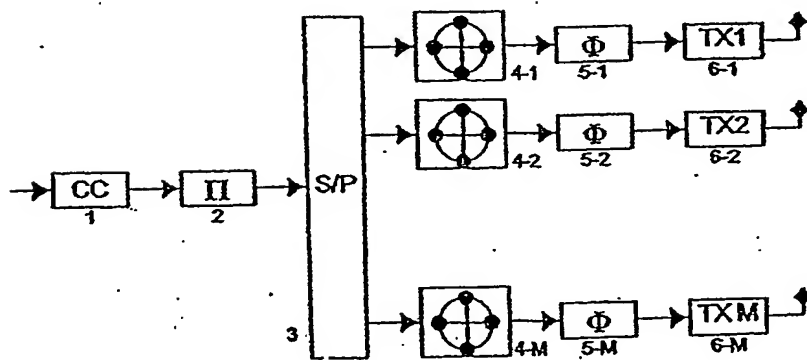


Fig. 2.



1/2

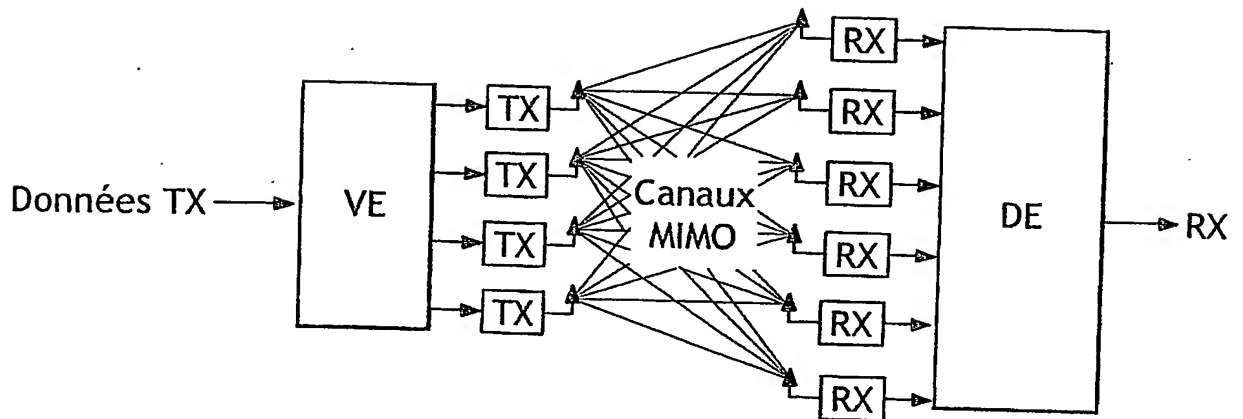


FIG.1

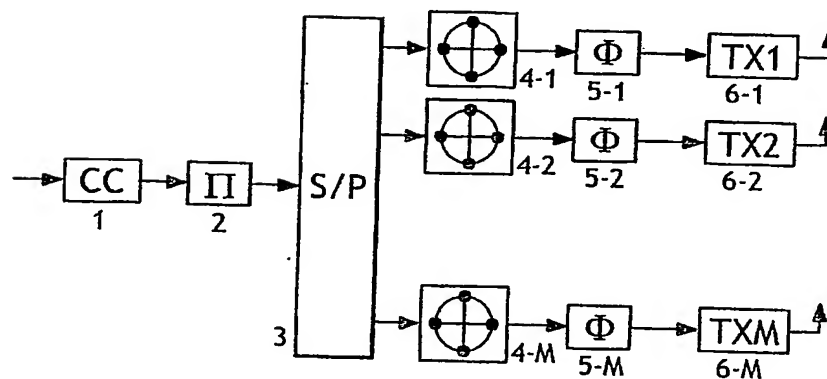


FIG.2

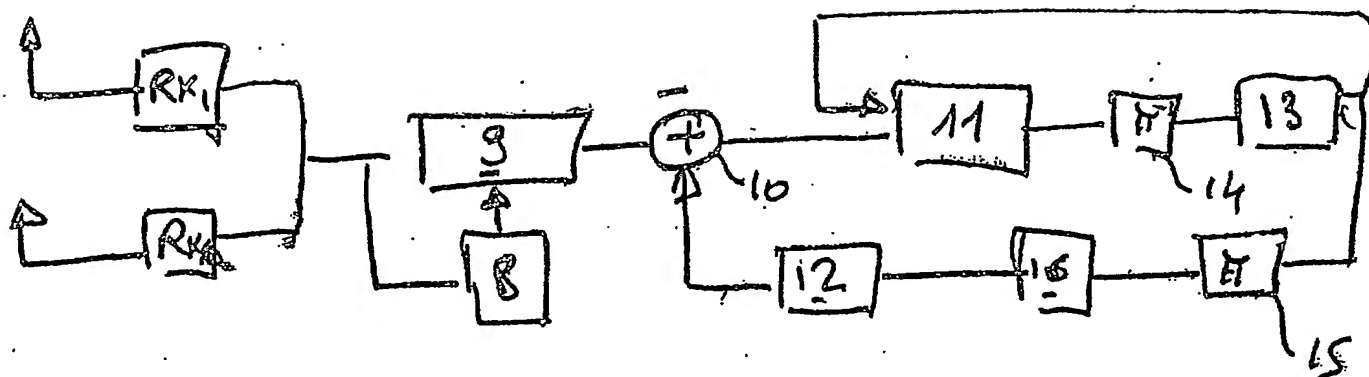


FIG. 3

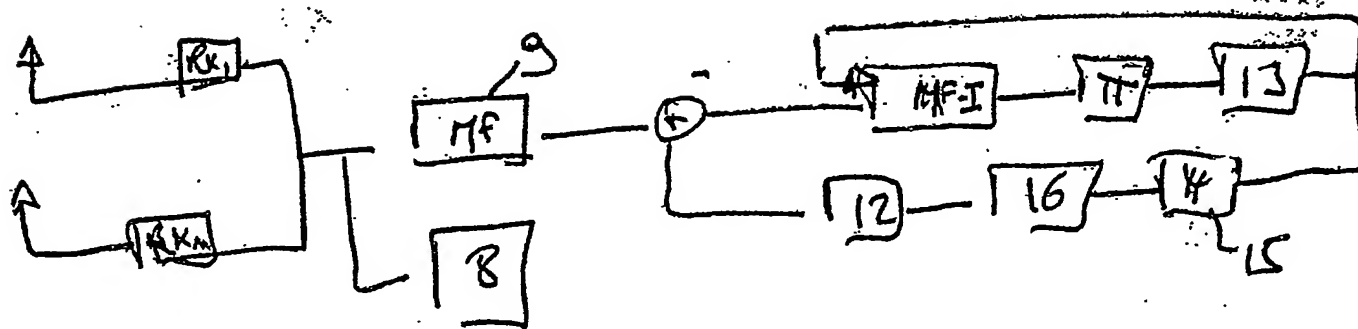


FIG. 4



2/2

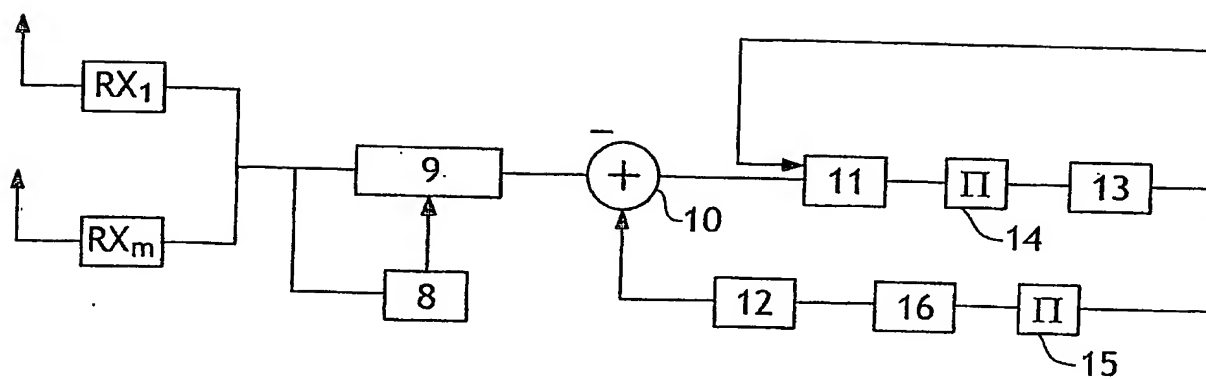


FIG.3

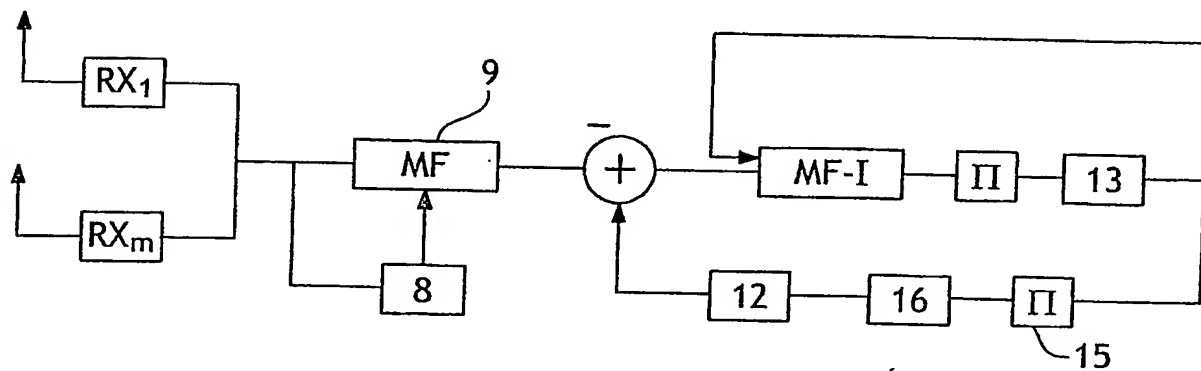


FIG.4

ÉPARTEMENT DES BREVETS

6 bis, rue de Saint Pétersbourg
5800 Paris Cedex 08
téléphone : 33 (1) 53 04 53 04 Télécopie : 33 (1) 42 94 86 54

DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S) Page N°1.../...

(À fournir dans le cas où les demandeurs et les inventeurs ne sont pas les mêmes personnes)



Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 W / 270601

Vos références pour ce dossier (facultatif)	240774 JRC
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL	6310296
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)	

PROCÉDE ET DISPOSITIF D'ÉGALISATION ET DE DECODAGE ITERATIF POUR COMMUNICATIONS HAUT-DEBIT SUR CANAUX A ANTENNES MULTIPLES EN EMISSION ET EN RECEPTION..

LE(S) DEMANDEUR(S) :

FRANCE TELECOM : 6, place d'Alleray 75015 PARIS - FRANCE

DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) :

1 Nom		VISOZ Raphaël	
Prénoms			
Adresse	Rue	33, rue Danton	
	Code postal et ville	92130 ISSY LES MOULINEAUX FR	
Société d'appartenance (facultatif)			
2 Nom		CHTOUROU Sami	
Prénoms			
Adresse	Rue	9, rue Esquirol	
	Code postal et ville	75013 PARIS FR	
Société d'appartenance (facultatif)			
3 Nom		BERTHET Antoine	
Prénoms			
Adresse	Rue	72, avenue Jean-Jaurès Bât A Esc 3	
	Code postal et ville	92290 CHATENAY MALABRY FR	
Société d'appartenance (facultatif)			

S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez plusieurs formulaires. Indiquez en haut à droite le N° de la page suivi du nombre de pages.

DATE ET SIGNATURE(S)
DU (DES) DEMANDEUR(S)
OU DU MANDATAIRE
(Nom et qualité du signataire)

M. J. J. J. *SCHRIMPF*
92/1227

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.